

TÉCNICAS DE ANÁLISIS NO LINEAL PARA EL DISEÑO DE OSCILADORES N-PUSH

Mabel Pontón, Almudena Suárez, Franco Ramírez

mabel.ponton@unican.es, suarez@unican.es, ramirezf@unican.es

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Avda. los Castros s/n, 39005, Santander

Abstract- A systematic procedure for the design of N-push oscillators, using auxiliary generators in combination with harmonic balance, is presented. The Nth-harmonic output power is maximized through a parametric sweep or load-pull optimization of the sub-oscillator circuit. Two variants of the latter technique are considered: the use of ideal harmonic terminations, defined by their reflection coefficients, and the use of a substitution generator at the output frequency. The latter enables a direct control of the output amplitude at the Nth-harmonic component. A further global optimization of the entire N-push configuration is performed, connecting one auxiliary generator to each sub-oscillator to impose the required phase shift and preventing undesired oscillation modes. A statistical analysis of the design sensitivity to discrepancies between the sub-oscillator elements is also presented. The proposed techniques have been applied to the design of a push-push oscillator at 18 GHz and a quadruple-push oscillator operating at 20 GHz.

I. INTRODUCCIÓN

La obtención de señales de RF a partir de topologías que combinan las señales de dos o más osciladores, como el oscilador ‘push-push’ [1]-[4], es una alternativa eficiente ante la demanda de señales de alta frecuencia en los sistemas de comunicaciones. La topología push-push permite extender los límites de las frecuencias máximas a las que pueden operar los transistores, aprovechando a su vez la capacidad intrínseca de estos dispositivos no lineales para la generación armónica, obteniendo una señal de salida al doble de la frecuencia de oscilación original ω_0 . La extensión del oscilador push-push a un caso general da lugar a topologías N-push [4]-[7]. Del mismo modo, en estas topologías las señales de los armónicos de interés se suman en fase, obteniendo una señal a $N\omega_0$, mientras que los restantes armónicos se cancelan en la red de salida. Esto se consigue obteniendo una relación de fases adecuada al armónico fundamental ω_0 [4]-[7]. Sin embargo, a pesar de las ventajas de estas topologías, su complicado diseño requiere técnicas eficientes de análisis no lineal para mantener y verificar el modo de oscilación necesario. Además, la potencia de salida de estos osciladores está limitada por la capacidad del circuito para generar un componente armónico a $N\omega_0$ con la potencia requerida.

En este trabajo, se presenta una técnica de balance armónico para maximizar la potencia de salida de los osciladores N-push. En estos osciladores, la potencia de salida está muy relacionada con la del sub-oscilador. En una primera etapa de la técnica de diseño, se maximiza la potencia de salida del sub-oscilador al armónico $N\omega_0$. Para ello se optimiza el circuito mediante una técnica de load-pull multi-armónico y utilizando un generador auxiliar (AG) para evitar

la convergencia hacia la solución de DC [8]. Se implementarán dos variantes de esta técnica: el uso de terminaciones ideales definidas por sus coeficientes de reflexión Γ_n en todas las terminaciones armónicas y el uso de un generador de sustitución (SG) [9] a $N\omega_0$, manteniendo las terminaciones ideales en el resto de terminaciones armónicas $n \neq N$. Este uso combinado del AG y del SG permite un control directo de la amplitud de oscilación de las componentes armónicas a ω_0 y $N\omega_0$. También se estudia el uso del SG para cada componente armónico $n > 1$, lo que permite fijar la forma de onda de tensión en la salida. En la siguiente etapa de diseño, se optimiza toda la red de la configuración del N-push, con el fin de obtener un diseño eficiente de las redes de acoplo y de combinación de potencia, evitando la convergencia hacia modos de oscilación no deseados. Esto se hace también utilizando la técnica del generador auxiliar.

Para ilustrar las técnicas de diseño propuestas, éstas se aplicarán, en primera instancia, al diseño de un oscilador push-push a 18 GHz y a continuación se extenderán al diseño de un oscilador cuádruple-push [5]-[7] a 20 GHz. Finalmente, se evaluará la sensibilidad de ambos osciladores con respecto a variaciones estadísticas en los valores de sus elementos.

II. OSCILADOR PUSH-PUSH A 18 GHz

A. Diseño con Balance Armónico

En la configuración push-push, las corrientes de colector de los sub-osciladores deben tener igual amplitud y fase opuesta al primer armónico (ω_0) e igual amplitud y fase al segundo armónico ($2\omega_0$). Esto se consigue a través de la conexión de una red de acoplo adecuada entre los dos osciladores [1]-[2]. Para el diseño del oscilador a 18 GHz, cuya frecuencia de oscilación fundamental es 9 GHz, se utilizará la técnica del generador auxiliar (AG) [8]. Se conectan dos AGs, operando a la frecuencia fundamental de oscilación ($f_{AG}=f_0$), en dos nodos simétricos del circuito (Fig.1). Para evitar que el diseñador tenga que verificar el modo de oscilación impar, este modo se impone mediante los valores asignados a los generadores auxiliares. Así, los AGs deben tener igual amplitud V_{AG} y un desfase de $\Delta\phi=180^\circ$. Para evitar que los AGs alteren la solución de estado estacionario, éstos deben cumplir una condición de no perturbación [8], dada por $Y_{AG}=I_{AG}/V_{AG}=0$. La frecuencia de oscilación y la amplitud se prefijan a $\omega_{AG}=\omega_0$ y $V_{AG}=V_0$, respectivamente, y se calculan dos variables del circuito (idénticas en los dos osciladores), para cumplir simultáneamente la condición de no perturbación en los dos AGs. En el caso del circuito de la Fig. 1, las variables de

optimización han sido los parámetros de la red de acoplo conectada a las bases de los transistores.

B. Maximización de la Potencia a $2\omega_0$

Para maximizar la potencia de salida al segundo armónico, se realiza un barrido en V_{AG} evaluando la potencia de salida a $2\omega_0$ (Fig. 2). El valor de frecuencia ω_{AG} se mantiene constante durante todo el barrido de la amplitud, correspondiendo cada punto del barrido a un diseño diferente. De esta manera, se obtienen los valores óptimos para una potencia de salida máxima a $2\omega_0$. Una vez elegidos los valores que maximizan la potencia de salida, debe verificarse la estabilidad del diseño junto con las condiciones de arranque de la oscilación.

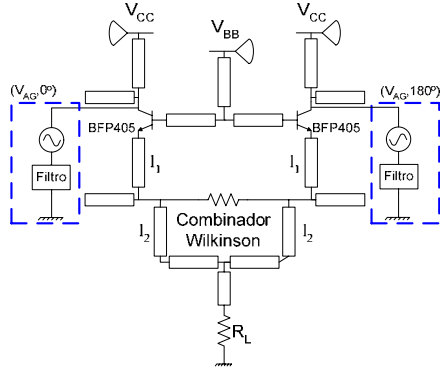


Fig. 1. Esquémico del circuito oscilador push-push. La potencia de salida se extrae a $2f_0=18$ GHz. Los dos AGs, operando a la frecuencia fundamental de oscilación ($f_{AG}=f_0$), amplitud $V_{AG}=V_0$ y desfase $\Delta\phi=180^\circ$, se conectan en nodos simétricos del circuito.

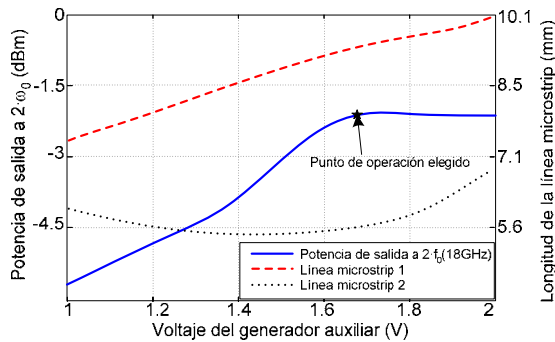


Fig. 2. Potencia de salida al segundo armónico (línea continua) y variación de los elementos del circuito (líneas discontinuas) en función de la amplitud de la oscilación V_{AG} .

C. Implementación del Oscilador y Medidas

El circuito ha sido implementado en sustrato plástico (Cuclad™ 2.17) usando métodos mecánicos, en lugar de procesos químicos, con el fin de obtener mayor precisión en las dimensiones físicas de las líneas. Para obtener una mayor simetría, uno de los transistores ha sido montado boca abajo para permitir que las líneas microstrip tengan las mismas dimensiones en cada sub-oscilador. La precisión en la longitud y anchura de las líneas es de $\pm 50 \mu m$, lo que constituye en torno al 0.5% en el ancho y largo de las líneas microstrip. El resultado de la medida del espectro a la salida del circuito se muestra en la Fig. 3.

III. OSCILADOR CUÁDRUPLE-PUSH A 20 GHz

El oscilador cuádruple-push [5]-[7], está compuesto por cuatro sub-osciladores idénticos con un desfase de 90° , entre elementos contiguos, a la frecuencia fundamental ω_0 . Cuando

las salidas de los cuatro osciladores se inyectan en un combinador ideal de potencia, las componentes frecuenciales a $4\omega_0$ se suman en fase, mientras que los términos armónicos más bajos se cancelan. Debido a esto, la potencia del armónico $4\omega_0$ de los sub-circuitos debe ser relativamente alta y además se debe evitar modos de oscilación no deseados, con desfases distintos a 90° .

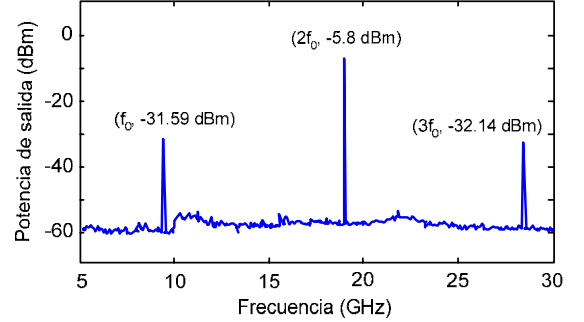


Fig. 3. Espectro medido a la salida del oscilador push-push.

A. Técnica de Load-Pull Multi-Armónico

Para obtener una potencia de salida máxima en el oscilador cuádruple-push, se debe maximizar la potencia de salida P_{out4} del sub-oscilador a $4\omega_0$. En este apartado, esto se hace a través de una optimización load-pull con balance armónico. La carga multi-armónica, conectada en el drenador del transistor, está compuesta por cuatro sub-redes (Fig. 4), cada una constituida por un filtro paso banda ideal a $\omega_n=n\omega_0$ con $n=1, \dots, 4$ y una carga pasiva definida por su coeficiente de reflexión Γ_n . Todo el conjunto de cargas armónicas debe ser capaz de mantener la auto-oscilación a ω_0 . Para garantizar esto, se conecta en paralelo al nodo de salida del transistor un AG con amplitud V_{AG} . El AG opera a $\omega_{AG}=\omega_0$, así la frecuencia de oscilación se mantiene al valor deseado durante todo el proceso de diseño. Para que se cumpla la condición de oscilación en el estado estacionario, $Y_{AG}=0$, deben calcularse dos o más valores de elementos del circuito.

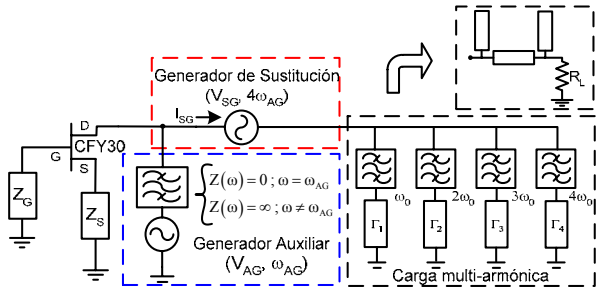


Fig. 4. Optimización load-pull de los sub-osciladores para maximizar la potencia de salida a $4\omega_0$. El oscilador está basado en el FET CFY30 de Siemens. Se utiliza el generador de sustitución a $4\omega_0$ o la carga definida por su coeficiente de reflexión Γ_4 , según el método elegido.

La técnica se ha aplicado al diseño de un oscilador a $f_0=5$ GHz. Para lograr la oscilación del circuito, se ha utilizado realimentación serie, constituida por la conexión en paralelo de una capacidad y de una línea de transmisión, resonando a ω_0 , en el terminal de fuente. Idealmente, no debería obtenerse ninguna señal a $n\omega_0$, si $n \neq 4$. Para $n < 4$, se consideran coeficientes de reflexión con magnitudes $\rho_1=\rho_2=\rho_3=1$. Sin embargo, el uso de cortocircuitos ideales no mantiene la auto-oscilación. La magnitud y la fase de Γ_4 se determinan en dos barridos anidados, en función de ρ_4 y ϕ_4 . Para cada paso del barrido, se deben calcular dos o más elementos del circuito,

con el fin de cumplir $Y_{AG}=0$. Esto puede hacerse de distintas maneras: optimizando los elementos del terminal de puerta o de la realimentación, optimizando la amplitud de la oscilación V_{AG} y las fases ϕ_1, ϕ_2 y ϕ_3 , o por combinación de ambas. Se ha optado por la última opción para mantener los valores originales de la impedancia de la sub-red activa en pequeña señal y facilitar el arranque de la oscilación. En la Fig. 5 se muestra la variación de la potencia de salida a $4\omega_0$, calculada como $P_{out4}=1/2 \cdot \text{real}(V_4 \cdot I_4^*)$. Los coeficientes de reflexión que proporcionan la máxima potencia de salida, $P_{out4}=1.25$ dBm, son $\Gamma_1=1 \angle -89^\circ$, $\Gamma_2=1 \angle -53^\circ$, $\Gamma_3=1 \angle 218^\circ$ y $\Gamma_4=0.5 \angle -50^\circ$.

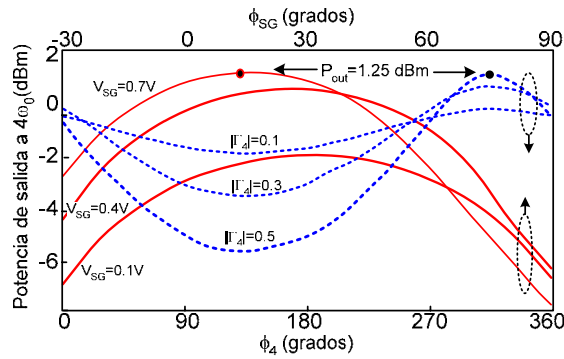


Fig. 5. Variación de la potencia de salida a $4\omega_0$ frente a la amplitud y fase de Γ_4 (línea discontinua) y frente a la amplitud y la fase del generador de sustitución a $4\omega_0$ (línea continua).

B. Técnica del Generador de Sustitución

Como método alternativo, se ha utilizado un generador de sustitución (SG) [9] que opera a $4\omega_0$ y permite imponer la amplitud del voltaje $V_{SG}=V_4$ y la fase ϕ_{SG} para este componente armónico. Se realiza un barrido del valor de V_{SG} para optimizar la potencia de salida a $4\omega_0$, resolviendo $Y_{AG}[V_{AG}, \phi_n(V_{SG}), n=1,2,3]=0$ para cada valor de V_{SG} . Para asegurar que la red sintetizada sea pasiva, se impone la condición $\text{real}(I_{SG}/V_{SG}) > 0$ [9], donde I_{SG} es la corriente que circula a través del SG a $4\omega_0$. Nótese que el uso combinado de un generador auxiliar y un generador de sustitución permite fijar la frecuencia de la oscilación y la amplitud del voltaje de salida a ω_0 y $4\omega_0$ simultáneamente. En la Fig. 5 se representa la variación de la potencia de salida a $4\omega_0$ frente al doble barrido en amplitud y fase del SG.

C. Implementación de la Carga Multi-Armónica

El siguiente paso es la implementación de la carga multi-armónica ideal, obtenida para una potencia de salida máxima al cuarto armónico. Para ajustar todas las cargas armónicas se necesitan dos secciones de línea de transmisión y tres stubs (opción 1). En la Fig. 4 se muestra una segunda implementación que sólo utiliza una línea de transmisión y dos stubs (opción 2). Esta última opción proporciona un peor ajuste para los términos armónicos más bajos, pero resulta un diseño más pequeño y fácil de implementar. La Fig. 6 presenta tres espectros distintos obtenidos con balance armónico, correspondientes a la carga multi-armónica ideal y a las implementaciones en microstrip para las dos opciones. El nivel del cuarto armónico es casi idéntico en los tres casos, pero los términos armónicos más bajos están menos atenuados con la carga de menor tamaño. Sin embargo, estas componentes frecuenciales se cancelarán posteriormente por la propia configuración cuádruple-push, así que se elige la topología de menor tamaño (opción 2). En la Fig. 6 se

muestra la medida del espectro de salida. El circuito oscila a $f_0=5.22$ GHz con una potencia de salida de -2.6 dBm a $4\omega_0$. El oscilador se ha implementado con un FET CFY30 sobre un sustrato plástico (CucladTM 2.17).

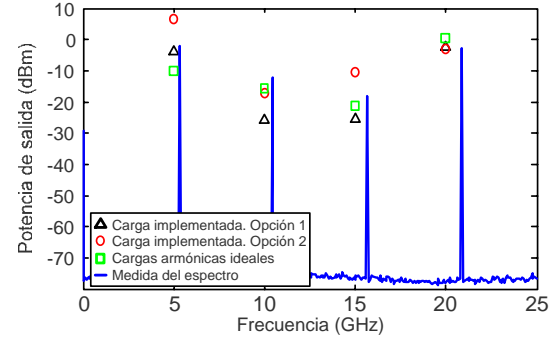


Fig. 6. Espectro de potencia de salida del circuito sub-oscilador.

D. Diseño del Oscilador Cuádruple-Push

Se han considerado dos configuraciones diferentes: la una basada en una estructura en anillo microstrip, actuando como acoplador de señal y combinador [5]-[7], y una topología en árbol, que usa dos etapas con combinadores Wilkinson (Fig. 7). En ambos casos, los cuatro sub-osciladores deben tener un desfase de 90° a ω_0 , esto se asegura conectando un AG, con el valor de fase requerido, en la salida de cada elemento oscilador (Fig. 7). Esto permite un diseño cómodo de las redes de acoplo y de combinación de potencia, evitando soluciones triviales no oscilantes en cualquiera de los cuatro sub-circuitos.

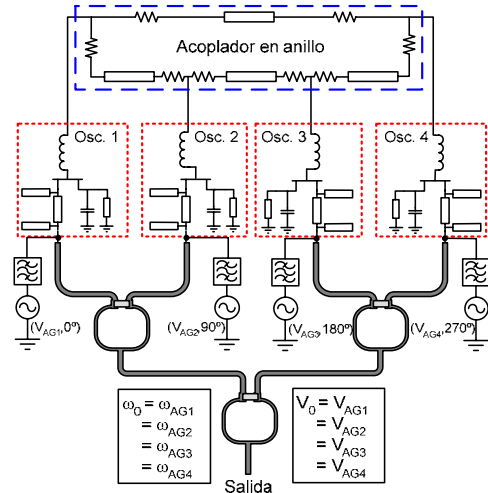


Fig. 7. Configuración cuádruple-push utilizando la topología en árbol. Los AGs impiden convergencias indeseadas hacia soluciones no oscilatorias triviales en cualquiera de los sub-circuitos y evitan modos de oscilación no deseados.

A pesar de que se introducen los cuatro AGs en el circuito, se necesita un número inferior de ecuaciones complejas $Y_{AGi}=0$, debido a la simetría del circuito. En el caso de un combinador en anillo, cuando se cumple la condición de oscilación en el oscilador i , automáticamente se cumple en los otros tres osciladores, por lo tanto se necesita sólo una ecuación compleja. En la topología en árbol, que utiliza líneas curvas en los extremos de la red de acoplo, se necesitan dos ecuaciones $Y_{AGi}=0$ ($i=1,2$), debido a las diferentes condiciones de simetría. Esto permite un reajuste eficiente de la red de acoplo mientras que el desfase de 90° se mantiene constante. Sin embargo, pueden coexistir otros modos de oscilación como se ha visto en [10]-[11]. Éstos son

modos de oscilación no deseados (p. ej. operación en fase a la frecuencia fundamental de oscilación). Por ello, es necesario realizar un análisis de estabilidad para las diferentes soluciones. Usando la técnica del AG se han obtenido, con balance armónico, las soluciones para los distintos modos de oscilación, desfase distinto a 90° , y se ha determinado su estabilidad utilizando la identificación de polos y ceros [12].

En la Fig. 8 se muestra la comparación entre los espectros de salida simulados y medidos para las dos configuraciones cuádruple-push. La potencia de salida obtenida a $4\omega_0$ para la configuración en árbol es 2.7 dBm, aproximadamente 3 dB superior a la potencia de salida de la topología en anillo. Esto es debido al mejor aislamiento entre puertas de los combinadores Wilkinson. El ruido de fase medido es de -91 dBc/Hz @ 100 kHz, 4 dB por debajo del ruido de fase de un sub-oscilador.

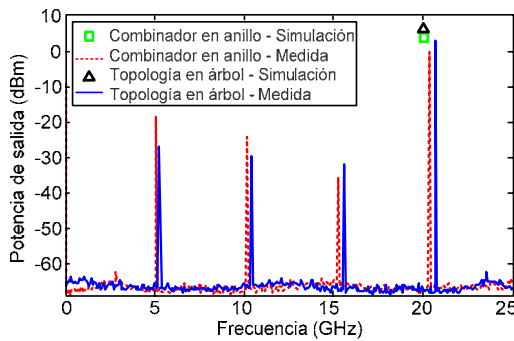


Fig. 8. Espectro de potencia de salida del oscilador cuádruple-push.

IV. ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD

Para estudiar la sensibilidad de los diseños propuestos ante discrepancias entre los sub-osciladores que forman las topologías N-push, se han realizado análisis estadísticos, considerando variaciones en los parámetros de los modelos de transistor y otros elementos, dentro de determinados límites de tolerancia. Este análisis estadístico de los osciladores N-push es posible debido al uso simultáneo de los AGs. La fase del primer AG se fija arbitrariamente a cero $\phi_{AG1}=0$, mientras que $\phi_{AGi+1}, \dots, \phi_{AGN}$ y V_{AGi} , con $i=1$ a N , se calculan durante el análisis estadístico para cada variación del parámetro, con el fin de cumplir $Y_{AGi}=0$ ($i=1,2,3,4$). Nótese que $f_{AGi}=f_0$, también debe recalcularse durante este proceso. Usando el balance armónico estándar, que sólo permitiría inicializar la oscilación de un sub-oscilador, éste convergería a soluciones triviales en las que uno o más sub-osciladores no oscilan. La Fig. 9 presenta la variación de la potencia de salida P_{out1} al primer armónico (f_0), que idealmente debería cancelarse en la configuración N-push. La Fig. 9a y Fig. 9b corresponden a la variación de P_{out1} en el caso del oscilador push-push a 18 GHz ($f_0=9$ GHz) y cuádruple-push a 20 GHz ($f_0=5$ GHz), respectivamente.

V. CONCLUSIONES

Se ha presentado un método sistemático para maximizar la potencia de salida en osciladores N-push. Se ha aplicado load-pull multi-armónico al circuito sub-oscilador usando un generador auxiliar para mantener la frecuencia de oscilación al valor deseado. En topologías N-push, el uso de N generadores auxiliares permite imponer la distribución de fase requerida en los sub-osciladores, para un diseño preciso de las redes de acoplo y de combinación de potencia. Se han

aplicado las técnicas propuestas al diseño de un oscilador push-push a 18 GHz y un oscilador cuádruple push a 20 GHz. Finalmente, se ha aplicado un análisis estadístico para estudiar la sensibilidad de los diseños ante discrepancias entre los elementos del oscilador. Los diseños se han medido, obteniendo buen acuerdo con las simulaciones.

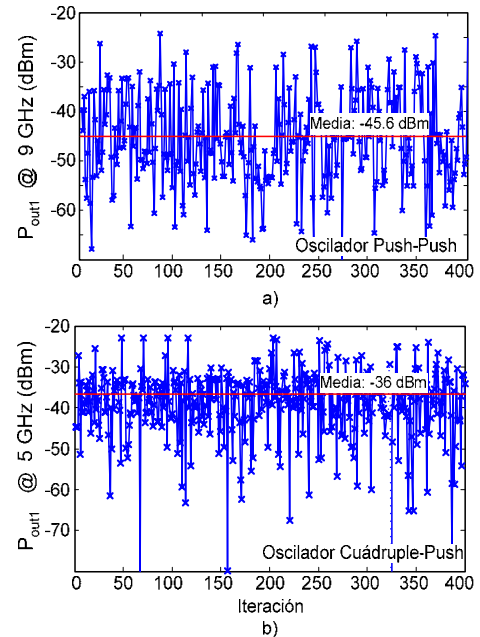


Fig. 9. Variación estadística de la potencia de salida P_{out1} al armónico fundamental f_0 . a) Oscilador Push-Push. b) Oscilador cuádruple-push.

REFERENCIAS

- [1] J. R. Bender, C. Wong, "Push-push design extends bipolar frequency range, *Microwaves & RF*, pp. 91-98, Oct. 1983.
- [2] F. X. Sinnesbichler, G. R. Olbrich, "SiGe HBT push-push oscillators for V-band operation". *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium*, pp. 55-59, 2000.
- [3] F. Ramírez, J. L. García, T. Fernandez, A. Suarez, "Nonlinear simulation techniques for the optimized design of push-push oscillators", *2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, pp. 2157-2160, June 2003.
- [4] J. Choi, A. Mortazawi, "Design of push-push and triple-push oscillators for reducing 1/f noise upconversion", *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3407-3414, Nov. 2005.
- [5] H. Xiao, T. Tanaka, M. Aikawa, "A Ka-band quadruple-push oscillator", *2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, pp. 889-892, June 2003.
- [6] U.L.Rodhe, A.K.Podar, G.Böck, *The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications: Theory and Optimization*, New York: Wiley 2005.
- [7] F. Ramírez, M.Pontón, A.Suárez, "Nonlinear-optimization techniques for quadruple-push oscillators", *37th European. Microwave Conf.*, Munich. En revisión
- [8] A. Suárez, J. Morales, R. Quéré, "Synchronization analysis of autonomous microwave circuits using new global stability analysis tools," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 5, May 1998, pp. 494-504.
- [9] B. Thibaud, D. Barataud, M. Campovecchio, J.M. Nebus, S. Tranchant, P. Quentin, D. Floriot, "CAD oriented design methods of frequency multipliers. Application to a millimeterwave MMIC PHEMT tripler and a microwave HBT doubler", *1999 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, Anaheim, CA, pp. 1747-1750, June 1999.
- [10] A. Collado, A. Suárez, S. Sancho, "Semi-analytical formulation for the stability analysis of coexisting solutions in coupled-oscillator systems," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, Hawaii, HI, June 2007.
- [11] R.A. York, "Nonlinear Analysis of Phase Relationships in Quasi-Optical Oscillator Arrays," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 10, pp. 1799-1809, Oct. 1993.
- [12] J. Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez and J.M. Collantes, "Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 4, pp. 226-228, Feb. 2001.